

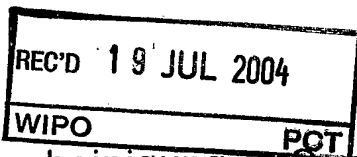


Europäisches
Patentamt

European
Patent Office

Office européen
des brevets

PHDE 030262 EP
IB/2004/51228



Bescheinigung Certificate

Attestation

Die angehefteten Unterlagen stimmen mit der ursprünglich eingereichten Fassung der auf dem nächsten Blatt bezeichneten europäischen Patentanmeldung überein.

The attached documents are exact copies of the European patent application described on the following page, as originally filed.

Les documents fixés à cette attestation sont conformes à la version initialement déposée de la demande de brevet européen spécifiée à la page suivante.

Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°

03102323.7 ✓

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

Der Präsident des Europäischen Patentamts;
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets
p.o.

R C van Dijk



Anmeldung Nr:
Application no.: 03102323.7 ✓
Demande no:

Anmeldetag:
Date of filing: 28.07.03 ✓
Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

Philips Intellectual Property & Standards
GmbH
Steindamm 94
20099 Hamburg
ALLEMAGNE
Koninklijke Philips Electronics N.V.
Groenewoudseweg 1
5621 BA Eindhoven
PAYS-BAS

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:
(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.
If no title is shown please refer to the description.
Si aucun titre n'est indiqué se referer à la description.)

Hochfrequenzbauteil

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)
revendiquée(s)
Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/
Classification internationale des brevets:

H01P/

Am Anmeldetag benannte Vertragsstaaten/Contracting states designated at date of
filing/Etats contractants désignées lors du dépôt:

AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IT LU MC NL
PT RO SE SI SK TR LI

BESCHREIBUNG

Hochfrequenzbauteil

Die Erfindung betrifft ein Hochfrequenzbauteil mit einem aus mehreren dielektrischen Schichten und dazwischenliegenden, Leiterbahnen aufweisenden Elektrodenschichten
5 aufgebauten Substrat, in dem zumindest ein kapazitives Element und zumindest ein induktives Element gebildet ist. Solche Hochfrequenzbauteile werden in drahtlosen Schaltungen benutzt.

Die fortschreitende Miniaturisierung bei drahtlosen Schaltungen, wie sie beispielsweise
10 bei mobilen Kommunikationsgeräten eingesetzt werden, erfordert die ständige Verkleinerung aller enthaltenen Funktionen. Moderne Hochfrequenzmodule benutzen Viellagensubstrate, um die Integrationsdichte zu erhöhen. Es werden dabei nicht nur elektrische Verbindungen zwischen Komponenten auf dem Substrat hergestellt, sondern es werden auch wesentliche elektrische Funktionen, wie beispielsweise Filter, durch
15 geeignete Anordnung von Leiterbahnen im Substrat realisiert. Oftmals lassen sich Strukturen, die viel Chip-Fläche kosten würden und an die mittlere Genauigkeitsanforderungen gestellt werden, kostengünstiger in die Leiterplatte verlagern. Zum Teil werden verteilte Strukturen (distributed elements), zum Teil konzentrierte Elemente (lumped elements) verwendet. Verschaltungen mit abgestufter Impedanz (stepped
20 impedance) liegen zwischen den beiden zuvor genannten Extremen. Die letzten beiden Konstruktionen sind immer dann attraktiv, wenn die Größe der Schaltung unterhalb einer Viertelwellenlänge liegen soll.

Es ist bekannt, Resonatorleiterbahnen in einem Kammfilter durch Kondensatoren zu
25 verkürzen. Die Kondensatoren können dabei als parallele Platten im Substrat oder als externe Komponenten ausgeführt sein. Die Filtercharakteristik wird wesentlich durch die magnetischen Kopplungen zwischen den Resonatoren bestimmt. Die Kopplungsstärke ist jedoch begrenzt, wenn die Resonatorleiterbahnen fertigungsbedingt einen Mindestabstand einhalten müssen, wenn die Breite der Leiterbahnen groß gewählt wird,

um die Leitungsverluste gering zu halten, oder wenn die Leiterbahnen stark verkürzt sind, um die Schaltung zu verkleinern. Oftmals können die bekannten planaren Anordnungen die neuen Möglichkeiten zur dreidimensionalen Gestaltung in Viellagensubstraten nicht ausnützen.

5

Preisgünstige Herstellungsverfahren sind meist mit hohen Toleranzen, wie beispielsweise Unsicherheiten in den Metallisierungsabmessungen oder mit Versatz zwischen zwei Metallagen verbunden. Dies schränkt die Integration oder Miniaturisierung von Schaltungen mit hohen Genauigkeitsanforderungen ein. G. Passiopolous et al., "The RF
10 Impact of Coupled Component Tolerances and Gridded Ground Plates in LTCC Technology and their Design Counter Measures", Advancing Microelectronics, März/April 2003, Seiten 6 bis 10, beschreiben einige Gegenmaßnahmen für Kondensatoren und Spulen. Diese Maßnahmen sind jedoch gegen Variationen der Leiterbahnbreite wirkungslos, wenn hohe Kapazitätsdichten erzielt werden müssen, die sich
15 mit den angegebenen Interdigital-Kondensatoren nicht mehr erzielen lassen.

Bandpassfilter werden in nahezu jeder Mikrowellenapplikation benötigt. Insbesondere schmalbandige Sende- und Empfangsschaltungen, wie sie in Mobilfunksystemen eingesetzt werden, benötigen Bandpassfilter, um alle Störsignale, die sich außerhalb des
20 genutzten Frequenzbandes befinden, zu unterdrücken. Sehr viele solcher passiver Bandpassfilter beruhen auf einem ähnlichen Prinzip wie der zuvor erwähnte Kammfilter und bestehen wie diese aus gekoppelten Resonatoren. Wenn also bei den Resonatoren oder bei deren Kopplung Verbesserungen erreicht werden können, übertragen sich diese in sehr viele Filtertypen.

25

Eine typische Beschaltung von Empfängern oder Sendern besteht aus einem Anpassungsnetzwerk, einem Symmetrierglied und einem Filter, der das Signal schließlich an die Antenne weiterleitet. Ein Nachteil dieser Kettenschaltung ist, daß viele einzelne Komponenten benötigt werden. Weil zudem jede Funktion einzeln optimiert wird, kann
30 die Zusammenschaltung durch Rückkopplungen besonders im Sperrbandbereich unerwünschte Resonanzen aufweisen. Es gibt einige Ansätze, diese Funktionen in einer

kompakteren Schaltung zusammenzufassen. Die WO 02/093741 A1 beschreibt, wie man mit wenigen Komponenten ein Netzwerk aufbaut, das gleichzeitig Filter, Symmetrierglied und Anpassungsnetzwerk beinhaltet. Die Resonatoren sind mittels induktiver Elemente gekoppelt, die allerdings bei der Integration in ein Substrat viel Platz
5 einnehmen würden. Bei der US 5 697 088 wird ein Symmetrierglied mit Filtereigenschaften durch zwei $\lambda/4$ -Koppler mit insgesamt vier resonanten $\lambda/4$ -Leitungen realisiert. Ein Anpassungsnetzwerk ist nicht enthalten. Man kann jedoch mit weniger Resonatoren auskommen, und die vorgeschlagene einlagige Struktur kann die Miniaturisierungsmöglichkeiten von Viellagensubstraten nicht ausnutzen.

10

Es ist daher die Aufgabe der Erfindung, einen Weg anzugeben, mit dem die passiven elektrischen Funktionen bei minimierter Größe ohne externe Komponenten in Viellagensubstrate integriert werden können, wobei auch anspruchsvolle elektrische Spezifikationen erfüllt werden können und weiter die Empfindlichkeit gegenüber Fertigungs-
15 ungenauigkeiten soweit wie möglich herabgesetzt werden soll.

Diese Aufgabe wird durch ein Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 1 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen sind Gegenstand der Unteransprüche.

20 Erfindungsgemäß ist mindestens eine Anordnung gegenüberstehender Leiterstrukturen vorgesehen, die gleichzeitig kapazitives und induktives Element eines Schwingkreises (Resonators) realisieren, indem die Gleichtaktimpedanz und die Gegentaktimpedanz der gegenüberstehenden Leiterstrukturen mindestens um den Faktor 2 unterschiedlich eingerichtet sind. Bevorzugt sind die Leiterstrukturen an bestimmten Stellen miteinander oder mit festen Potentialen verbunden sind. Mehrlagige Strukturen ergeben sich in
25 naheliegender Weise durch Wiederholung der Leiterbahnstrukturen. Durch die Aufteilung der Ströme auf die gegenüberstehenden Metallflächen können geringere Ohmsche Verluste als bei einlagigen Strukturen erzielt werden. Die Leiterstrukturen können einander vollständig überlappen, müssen dies aber nicht. Herstellungstechnisch
30 wird sich in der Regel ein Lagenversatz ergeben, dessen Auswirkung auf die Resonanzfrequenz, wie weiter unten beschrieben wird, vermindert werden kann. Auch kann

mindestens eine der Leiterstrukturen über jeweils eine andere verlängert sein, beispielsweise um Zuleitungen, Anschlüsse oder Kopplungen zu bilden oder um einen größeren Impedanzbereich anpassen zu können. Im letztgenannten Fall werden die Verlängerungen bzw. Verbindungen als zusätzliche induktive Elemente eingesetzt und
5 erlauben somit höhere Eingangsimpedanzen an den Toren, ohne die Leiterbahnbreite zu verringern. Gerade bei hohen Kapazitätsbelägen, wie das in Dünnschichttechnologien oftmals der Fall ist, gewinnt man mehr Gestaltungsfreiheit.

Die Abmessung der Leiterbahn bzw. Leiterstruktur quer zur Richtung des Stromes soll
10 im folgenden als "Breite der Leiterbahn" bezeichnet werden.

Mit der Erfindung läßt sich ein Resonator realisieren, wenn bei mindestens einer Anordnung gegenüberstehender Leiterstrukturen der Anfang einer Leiterstruktur mit dem Ende der gegenüberstehenden Leiterbahnstruktur auf gleiches Potential gelegt
15 wird. Anfang und Ende ergeben sich, indem man auf der ersten Leiterstruktur eine Richtung, z.B. den Strompfad, festlegt und diese dann auf der gegenüberstehenden Leiterbahn übernimmt. Das Potential kann fest, insbesondere gleich Masse, sein. Die Anordnung ähnelt dann einem kurzgeschlossenen Kondensator. Oder es ist schwebend, wodurch die Anordnung einer offenen Spule ähnelt. Wenn bei der Spulen-ähnlichen
20 Anordnung ein noch freies Ende auf Masse bzw. festes Potential gelegt wird, kann die Resonanzfrequenz weiter verringert werden. Auf diese Weise lassen sich Resonatoren verwirklichen, die wesentlich kleiner als eine Viertelwellenlänge ($\lambda/4$) sind und bei denen Induktivität und Kapazität von denselben Leiterstrukturen gebildet werden. Die unterschiedliche Gleich- und Gegentaktimpedanz sorgt zusammen mit den Randbedin-
25 gungen für unterschiedliche Amplituden und eine Mischung der Gleich- und Gegentakmode bei den Reflexionen am Ende der Leitungen. Nach zwei Reflexionen ist der Phasensprung bei der tiefsten Resonanzfrequenz größer als π . Die Leitungslänge ist daher kürzer als $\lambda/4$, um die gesamte Phasenverschiebung für einen Umlauf auf die Resonanzbedingung 2π zu bringen. Um Abstrahlung zu verhindern, sollte auf minde-
30 stens einer Seite der gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen eine Massefläche vorgesehen sein. Zwei Masseflächen schirmen noch besser ab. Die Verluste sind für

eine symmetrische Abfolge der Dielektrika am niedrigsten, wenn der Resonator mittig zwischen den Masseflächen angeordnet ist. Die Speicherung der magnetischen Energie wird weiter verbessert, wenn der Resonator mit magnetischen Materialien, beispielsweise Ferriten, umgeben ist.

5

Nach einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist die Dicke der zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen angeordneten dielektrischen Schicht kleiner als die Breite der Leiterbahnen, weiter bevorzugt kleiner als die halbe Breite der Leiterbahnen.

10

Auch kann vorgesehen sein, daß die dielektrische Schicht zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen eine verglichen mit umgebenden dielektrischen Schichten erhöhte Dielektrizitätskonstante aufweist. Durch eine sehr dünne Schicht mit erhöhter Dielektrizitätskonstanten lassen sich stark unterschiedliche Gleich- und Gegentaktimpe-

15 danzen einstellen. Bevorzugt ist die Dielektrizitätskonstante größer als 5, besser größer als 10 und weiter bevorzugt größer als 17. Es sind auch Dielektrika bekannt, deren Dielektrizitätskonstante sogar größer als 70 ist. Dies sind z.B. Keramiken, die Barium-Seltene Erden-Titan-Perowskite, Barium-Strontium-Titanate, Wismut-Pyrochlor-Strukturen, Tantaloxide, Magnesium-Aluminium-Kalzium-Silikate, (Kalzium,

20 Strontium)-Zirkonate oder Magnesium-Titanate auch in Kombination mit Bor- oder Bleisilikat-Gläsern enthalten. Solange diese kompatibel mit den Herstellungsprozessen sind, können auch solche Materialien erfolgreich bei der Erfindung eingesetzt werden. Von der geplanten Anwendung und von der Größe der Dielektrizitätskonstanten wird dann die Wahl der Schichtdicke abhängen. Die genauen Dimensionen eines oben

25 beschriebenen Resonators lassen sich beispielsweise mit einem üblichen Simulator (z.B. Sonnet, Sonnet Software Inc., oder IE3D, Zeland Software) für elektromagnetische Felder bestimmen. Dazu berechnet man die Frequenzantwort für eine Ausgangsstruktur und ändert die Leiterbahnlängen so lange, bis die Resonanz bei der gewünschten Frequenz liegt.

30

Für viele planare Strukturen gilt in guter Näherung, daß die Induktivität L und die

Kapazität C proportional zu den Flächen A_L bzw. A_C sind, die sie einnehmen. Die Resonanzfrequenz legt das Produkt aus L und C fest. Eine Minimalisierungsrechnung der Gesamtfläche

5 $A_{\text{ges}} = A_C + A_L$

mit der Nebenbedingung

$$A_C \cdot A_L = \text{konstant}$$

10

führt dann zu

$$A_{\text{ges}} = \text{mimimal, wenn } A_C = A_L \text{ ist.}$$

- 15 Dabei können nötige Abstände zu benachbarten Leiterbahnen durchaus in die Flächenberechnung mit einbezogen werden. Bei der erfindungsgemäßen Struktur ist dieser Zusammenhang automatisch erfüllt.

- Herstellungsbedingt sind die Elektrodenschichten nicht perfekt übereinander ausgerichtet, was zu Schwankungen im Kapazitäts- und Induktivitätsbelag der Leiterbahnen führt. Diesem Effekt kann man entgegenwirken, indem eine der Leiterbahnen auf beiden Seiten um die Strecke k verbreitert wird (Figur 9b). Eine Kompensation k gleich dem maximalen Lagenversatz v plus der halben Dicke d der zwischen den Elektrodenschichten befindlichen dielektrischen Schicht hat sich als geeigneter Ausgleich für Fertigungsunsicherheiten erwiesen (Figur 10). Die Resonatoren sind dann auch weniger empfindlich gegenüber Schwankungen in der Breite der Leiterbahnen. Denn nimmt die Breite der Leiterbahn zu, so nimmt auch die Kapazität zu, aber die abnehmende Induktivität kompensiert diesen Effekt zum Teil. Je höher das Verhältnis von Breite der Leitbahn und Abstand zu den Masseflächen ist, desto weniger ändert sich die
- 20
- 25
- 30 Resonanzfrequenz.

Fertigungsbedingt kann die magnetische Kopplung zwischen zwei Resonatoren sehr unsicher werden, wenn der Abstand klein gewählt wird. Oder der Abstand läßt sich gar nicht klein genug fertigen um die gewünschte Kopplungsstärke zu erreichen. Nach einer weiteren Ausführungsform der Erfindung ist daher vorgesehen, die induktive

- 5 Kopplung zwischen zwei Leiterbahnen durch eine diese verbindende Brücke zu verbessern (Figur 12a). Als Alternative können zwei Leiterbahnen durch ein gemeinsames Leitungsstück gekoppelt werden, das auch eine Verbindung zwischen zwei Elektrodenschichten sein kann (Figur 12b).
- 10 Das Substrat ist vorzugsweise ein keramisches Laminat als Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) oder als High Temperature Co-fired Ceramics (HTCC), ein organisches Laminat, ein Halbleitersubstrat oder ein auf Dünnschichttechnologie basierendes Substrat.
- 15 Mit den oben beschriebenen Resonatoren lassen sich Filter aufbauen, wobei die Ein- und Auskopplung von Signalen und die Kopplung der Resonatoren untereinander direkt durch eine an einer Leiterbahnstruktur angeschlossene Leiterbahn, induktiv durch eine Leiterbahn parallel zur Leiterbahnstruktur und/oder kapazitiv über einen Kondensator erfolgt. Der Koppelkondensator kann durch benachbarte Leiterbahnen ebenfalls in das
- 20 Substrat integriert werden.

Eine gleichzeitige kapazitive und induktive Kopplung erzeugt Nullstellen in der Durchlassfunktion. Das heißt, daß bei bestimmten Frequenzen kein Signal übertragen wird. Dieses Phänomen ist beispielsweise für Kammfilter bekannt, wenn die Leitungen

25 genau $\lambda/4$ lang sind.

Endkondensatoren oder auch Koppelkondensatoren können wie bei üblichen Resonatorleiterbahnen zur weiteren Erniedrigung der Resonanzfrequenz benutzt werden, um so eine noch günstigere Flächenausnutzung zu erreichen. Die Vorteile der

30 mehrlagigen Strukturen bleiben dabei erhalten.

Mit der Erfindung läßt sich ein Balun, also ein Symmetrierglied, mit mindestens einem Resonator aufbauen, wobei die Einkopplung von Signalen symmetrisch und die Auskopplung asymmetrisch erfolgt. Eventuell müssen die symmetrischen Anschlüsse etwas aus ihrer perfekt symmetrischen Lage verschoben werden, um gleiche Spannungspegel zu erreichen. Auch die Gestaltung eines Anpassungsnetzwerkes ist möglich, indem die Impedanz der Ankopplungen durch ihre Positionierung an der jeweiligen Leiterbahnstruktur festgelegt wird.

Die Platzersparnis wird besonders bedeutsam, wenn der Filter gleichzeitig als Symmetrierglied und/oder Anpassungsnetzwerk benutzt wird. Das Symmetrierglied wird durch eine symmetrische Einspeisung in einen Resonator gebildet. Das Anpassungsnetzwerk erreicht man dann durch eine geeignete Koppelstärke der Ein- und Ausgänge an einen Resonator. In der Regel nehmen Einspeisung und Ankopplung kaum zusätzlichen Platz in Anspruch (Figur 6, Figur 7).

15

Die Erfindung ermöglicht eine größere Gestaltungsfreiheit der Resonatoren und Kopplungen und erlaubt es, die Funktion des Hochfrequenzbauteils auf die Anwendung oder Spezifikationen maßzuschneidern. Gleichzeitig ist die Schaltung sehr kompakt, kann unempfindlich gegenüber Fertigungstoleranzen ausgeführt werden und weist niedrige Verluste auf.

20

Im folgenden soll die Erfindung anhand der beigefügten Zeichnungen näher erläutert werden. Es zeigt bzw. zeigen:

25 Figur 1 eine erste Ausführungsform einer resonanten Leiterbahnanordnung, die Ähnlichkeiten zu einem kurzgeschlossenen Kondensator hat;

 Figur 2 eine weitere Ausführungsform einer resonanten Leiterbahnstrukturordnung, die Ähnlichkeiten zu einer offenen Spule hat;

30

- Figure 3a und 3b Beispiele für mehrlagige Anordnungen der ersten und zweiten Ausführungsform;
- Figur 4 ein Ausführungsbeispiel eines Bandpaßfilters mit zwei Resonatoren gemäß der Ausführungsform nach Figur 1 zusammen mit einem Beispiel für einen Schichtaufbau in einem Viellagen-substrat;
- Figur 5 den berechneten Frequenzgang des Filters der Figur 4;
- Figur 6 ein Symmetrierglied oder Balun mit einem Resonator nach Figur 1;
- Figur 7 ein Ausführungsbeispiel für ein kombiniertes Filter-, Symmetrier- und Anpassungsnetzwerk mit zwei Resonatoren nach Figur 1;
- Figur 8 den berechneten Frequenzgang des Netzwerkes der Figur 7;
- Figuren 9a und 9b schematisch den Lagenversatz ν bei Leiterbahnen der Breite b und dessen Kompensation k ;
- Figur 10 die Darstellung des Phasenganges mit der Frequenz für eine unkompensierte Struktur ($k=0\mu\text{m}$) nach Figur 9a und für eine kompensierte Struktur ($k=0\mu\text{m}$) nach Figur 9b;
- Figur 11 eine schematische Darstellung im Querschnitt zur Veranschaulichung der Kompensation k gegen Lagenversatz ν bei Spulen-ähnlichen Strukturen;
- Figur 12a und 12b Beispiele für eine induktive Kopplung bei einer Ausführungs-

form der Erfindung;

Figur 13 ein Ausführungsbeispiel für einen integrierten Bandpaßfilter mit
zwei Resonatoren gemäß der Ausführungsform nach Figur 2 und
5 einer Kopplung nach Figur 12a.

Der in Figur 1 dargestellte Resonator besteht aus zwei Leiterbahnabschnitten 10, 12, die
einander gegenüberstehen. In ihrem Überlappungsbereich ist bei der tatsächlichen
Ausgestaltung eine dünne dielektrische Schicht angeordnet, die in Figur 1 allerdings
10 nicht gezeigt ist. Je größer die Dielektrizitätskonstante ist, desto kleiner kann der
Resonator gebaut werden. Die Dielektrizitätskonstante ϵ ist daher bevorzugt größer als
5. Tatsächliche Ausgestaltungen umfassen auch Materialien mit Dielektrizitätskon-
stanten $\epsilon > 17$ oder sogar Materialien mit einer Dielektrizitätskonstante $\epsilon > 70$. Die
Dicke d der dielektrischen Schicht ist geringer als die halbe Breite b eines Leiterbahn-
15 stückes 10 oder 12. Der Anfang 16 des Leiterbahnstückes 12 liegt auf Masse, ebenso
wie das Ende 18 des Leiterbahnstücks 10.

Ein Resonator nach einer weiteren Ausführungsform der Erfindung ist in Figur 2
dargestellt. Hier sind die Leiterbahnstrukturen 20, 22 spiralartig geführt, der Anfang 24
20 und das Ende 26 sind über ein Kopplungsstück 28 miteinander verbunden, so daß sie
auf gleichem, schwebenden Potential liegen.

Sowohl mit der Ausführungsform nach Figur 1 als auch bei der nach Figur 2 lassen sich
Resonatoren in einem Viellagensubstrat realisieren, die wesentlich kleiner als eine
25 Viertelwellenlänge sind und bei denen Induktivität und Kapazität räumlich nicht
getrennt sind.

Die Figuren 3a und 3b zeigen Beispiele für mehrlagige Strukturen für Resonatoren
gemäß Figur 1 bzw. Figur 2. Wiederum sind die dielektrischen Schichten zwischen den
30 einzelnen Lagen weggelassen. Es können gleiche oder unterschiedliche Resonatortypen
in einem Schichtaufbau kombiniert werden.

- Figur 4 zeigt einen Bandpaßfilter, der aus zwei Resonatoren 40, 42 nach Figur 1 aufgebaut ist. Die Resonatoren 40, 42 sind mit ihren elektrisch entfernt liegenden Enden an Masse 44 gebracht. Ein Koppelkondensator 46 sorgt für eine weitere Erniedrigung der Resonanzfrequenz des Filters und zusammen mit der induktiven Kopplung durch die parallel verlaufenden Leiterbahnstücke 41 eine zusätzliche Nullstelle in der Übertragungsfunktion. Die Einkopplung, bzw. Auskopplung von Signalen geschieht über direkt mit den Leiterbahnstrukturen verbundene Anschlußstücke 48, 50. Figur 4 zeigt ebenfalls eine Beispiel für einen Schichtaufbau. Die dielektrische Schicht 52 des Filters ist 25 µm dick und besteht aus einem Material mit einer Dielektrizitätskonstante ϵ von 18. Die den Filter umgebenden dielektrischen Schichten 54 haben eine Dicke von jeweils 100 µm und bestehen aus einem Material mit einer Dielektrizitätskonstante von 7.5. Masseflächen 56 schließen den symmetrischen Aufbau ab.
- Figur 5 zeigt die Durchlaßcharakteristik S_{21} des Filters der Figur 4. Das Sperrband liegt unterhalb von 2 GHz, gutes Durchlaßverhalten wird im Bereich 5 GHz erreicht. Bei der praktischen Umsetzung betragen die Abmessungen des Filters etwa 1 x 1 mm².

- Figur 6 zeigt ein aus einem Resonator nach Figur 1 aufgebautes Symmetrierglied. Die Einkopplung der differentiellen Signale geschieht symmetrisch über die Anschlüsse 64 der Leiterbahnstruktur 60 bzw. 66 der Leiterbahnstruktur 62. Die Auskopplung erfolgt asymmetrisch über den Anschluß 68 an der Leiterbahnstruktur 60. Die Enden 72 und 74 der Leiterbahnstrukturen 60 bzw. 62 sind auf Masse 70 gelegt. Die Schichtabfolge des Substrats ist wie in Figur 4. Der Übersichtlichkeit halber ist die Zeichnung in vertikaler Richtung gedehnt.

- Besonders platzsparend ist es, den Filter gleichzeitig als Symmetrierglied und Anpassungsnetzwerk zu benutzen. Figur 7 zeigt ein Beispiel für ein kombiniertes Filter-, Symmetrier- und Anpassungsnetzwerk mit zwei Resonatoren 80 und 82, die nach dem Prinzip der Figur 2 dargestellten Ausführungsform gestaltet sind. Die Ankopplung an den ersten Resonator 80 erfolgt symmetrisch über Anschlüsse 84, 86.

- Die Auskopplung erfolgt asymmetrisch über das Anschlußstück 88. Die Impedanz der symmetrischen Anschlußstücke 84, 86 und des asymmetrischen Anschlußstückes 88 kann durch geeignete Wahl der Position der Anzapfungen am jeweiligen Resonator 80 bzw. 82 verändert werden. Wenn höhere Sperrdämpfung oder steilere Flanken als im in
- 5 Figur 8 gezeigten Spektrum gewünscht werden, können weitere Resonatoren hinzugeschaltet werden. Die Kopplung der Resonatoren 80, 82 wird im übrigen über eine Kontaktbrücke 90, wie sie im Zusammenhang mit Figur 12A näher beschrieben wird, verstärkt.
- 10 Da herstellungsbedingt die Metallschichten der Leiterbahnstrukturen nicht perfekt übereinander ausgerichtet sind, sind Schwankungen im Kapazitäts- und Induktivitätsbelag der Leiterbahnen zu erwarten. Figur 9a zeigt eine unkompensierte Struktur, bei der zwei Leiterbahnen mit einem Versatz v oberhalb und unterhalb einer dielektrischen Schicht mit der Dicke d angeordnet sind. Die Auswirkungen dieses unerwünschten
- 15 Versatzes v auf die Resonanzfrequenz lassen sich kompensieren mit einer um $2k$ breiteren Leiterbahn, wie in Figur 9b dargestellt, wobei k als etwa gleich dem maximalen Lagenversatz v plus der halben Schichtdicke d der dielektrischen Schicht gewählt ist. Die Auswirkungen des Lagenversatzes auf eine Anordnung mit zwei
- 20 $b=450\mu\text{m}$ breiten Leiterbahnen für eine in Figur 4 gezeigte Schichtfolge mit $d=25\mu\text{m}$ sind in Figur 10 gezeigt. Die gestrichelten Kurven sind die Ergebnisse für die unkompensierte Struktur mit $k=0\mu\text{m}$ nach Figur 9a, die durchgezogenen Kurven die Ergebnisse für eine kompensierte Struktur mit $k=50\mu\text{m}$ nach Figur 9b.
- Für mehrlagige, Spulen-artige Leiterbahnführungen, bietet die Anordnung nach Figur
- 25 11 Vorteile, weil sie gegenüber der Kompensation nach Figur 9b platzsparender ausgeführt werden kann. Kommt es nur auf eine genaue Induktivität bei tiefen Frequenzen an, so kann die oben angegebene Näherung für k benutzt werden. Zur genauen Einstellung der Resonanzfrequenz ist eine Kompensation k in der Größe des maximalen Lagenversatzes v geeignet. Sind Masseflächen nahe den Leiterbahnen angebracht, kann
- 30 man die Kompensation sogar kleiner als v wählen. In der Figur 11 sind die unteren beiden Leiterbahnen aufgrund von Fertigungsunsicherheiten um einen Versatz v nach

rechts in der Figur versetzt. Zur Kompensation sind auf der oberen Lage die benachbarten Leiterbahnen um eine Strecke k weiter auseinandergerückt. Zwar sind Kapazitäts- und die Induktivitätsbelag auf dem in Figur 11 links liegenden Leiterbahnenpaar verringert, aber auf dem in der Figur rechts liegenden

5 Leiterbahnenpaar herrschen umgekehrte Verhältnisse, so daß die Resonanzfrequenz insgesamt konstant bleibt. Die vorgeschlagenen Resonatoren sind auch weniger empfindlich gegenüber Schwankungen in der Breite der Leiterbahnen. Denn nimmt die Leiterbahnbreite zu, so nimmt auch die Kapazität zu, aber die abnehmende Induktivität kompensiert diesen Effekt zum Teil. Je höher das Verhältnis von Leiterbahnbreite und

10 Abstand zu den Masseflächen ist, desto weniger ändert sich die Resonanzfrequenz.

Die Figuren 12a und 12b zeigen einfache Maßnahmen, wie die Kopplung zwischen Leiterbahnstrukturen verstärkt werden kann. Die Brücke 90 in Figur 12a bzw. das gemeinsame Leiterbahnenstück 92 in Figur 12b wirken wie eine verstärkte magnetische

15 Kopplung zwischen den Leiterbahnstücken 93 und 94 bzw. 95 und 96. Eine einfache Einstellung der Kopplungsstärke kann durch Verschieben der Brücke erfolgen, ohne daß man den Rest der Schaltung stark ändern müßte. Bei identischer Kopplung dürfen die Leitungen nach Figur 12a oder Figur 12b also größere Abstände haben oder kürzer sein. Bei kleinen Abständen hängt die Kopplung nach dem Stand der Technik sehr stark

20 von der Genauigkeit bei der Fertigung ab, während die Position einer Brücke demgegenüber präzise festgelegt werden kann. Auch bei längeren Leiterbahnstücken, die nicht mehr als Spulen betrachtet werden dürfen, wird die magnetische Kopplung erhöht, wenn nahe dem Fuß eine Brücke 90 bzw. ein gemeinsames Leiterbahnenstück 92 eingeführt werden. Dies ist besonders für breitbandige Anwendungen oder für

25 Anwendungen auf dünnen Substraten sinnvoll.

Der in Figur 13 abgebildete Bandpassfilter wird von zwei Resonatoren 110, 112 nach Figur 2 gebildet, die gegen Lagenversatz nach Figur 11 kompensiert und an ihrem Ende auf Masse 115 gelegt sind. Das Leitungsstück 114 verstärkt die magnetische Kopplung

30 zwischen den parallel verlaufenden Leiterbahnen 113. Zusätzlich koppelt der Kondensator 118 die Resonatoren. Die Ankopplung der Zuleitungen 122, 124 an die

Resonatoren erfolgt kapazitiv 116 und direkt. Die Leiterstruktur 120 bildet einen an Masse angeschlossenen Endkondensator, der die Resonanzfrequenz erniedrigt.

PATENTANSPRÜCHE

1. Hochfrequenzbauteil mit einem aus mehreren dielektrischen Schichten und dazwischenliegenden, Leiterbahnstrukturen aufweisenden Elektrodenschichten aufgebauten Substrat, in dem zumindest ein kapazitives Element und zumindest ein induktives Element gebildet sind,
5 wobei mindestens eine Anordnung gegenüberstehender Leiterbahnstrukturen (10, 12; 20, 22) vorgesehen ist, die gleichzeitig kapazitives und induktives Element realisieren, wobei die Gleichtaktimpedanz und die Gegentaktimpedanz zwischen mindestens zwei gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen mindestens um den Faktor Zwei unterschiedlich eingerichtet sind.
10
2. Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Leiterstrukturen an mindestens einer Stelle durch eine Leitung miteinander oder mit festen Potentialen verbunden sind.
15
3. Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Gleichtaktimpedanz und die Gegentaktimpedanz zwischen mindestens zwei gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen mindestens um den Faktor Zehn unterschiedlich eingerichtet sind.
20

4. Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Dicke d der zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen (10, 12;
5 20, 22) angeordneten dielektrischen Schicht kleiner als die Breite b , bevorzugt kleiner
als die halbe Breite b der Leiterbahnen ist.
5. Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
10 dass die Dicke d der zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen (10, 12;
20, 22) angeordneten dielektrischen Schicht kleiner als ein Fünftel, weiterhin bevorzugt
kleiner als ein Zwanzigstel der Breite b der Leiterbahnen ist.
6. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
15 dadurch gekennzeichnet,
dass die dielektrische Schicht (52) zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahn-
strukturen eine verglichen mit umgebenden dielektrischen Schichten (54) erhöhte
Dielektrizitätskonstante aufweist.
- 20 7. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
dass die dielektrische Schicht zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen
eine Dielektrizitätskonstante größer als 5, bevorzugt größer als 10 und weiter bevorzugt
größer als 17 aufweist.
- 25 8. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
dass die dielektrische Schicht zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen
eine Dielektrizitätskonstante größer als 70 aufweist.

9. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Schicht zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnen Materialien mit Barium-Seltene Erden-Titan-Perowskiten, Barium-Strontium-Titanaten, Wismut-Pyrochlor-Strukturen, Tantaloxiden, Magnesium-Aluminium-Kalzium-Silikaten, (Kalzium, Strontium)-Zirkonaten und/oder Magnesium-Titanaten auch in Kombination mit Bor- oder Bleisilikat-Gläsern enthält.
10. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 9,
dadurch gekennzeichnet,
dass das Substrat ein keramisches Laminat als Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) oder als High Temperature Co-fired Ceramics (HTCC), ein organisches Laminat, ein Halbleitersubstrat oder ein auf Dünnschichttechnologie basierendes Substrat ist.
11. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 10,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Arbeitsfrequenz oberhalb von 400MHz liegt.
12. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 11,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Leiterbahnbreite einer der Leiterstrukturen um $2k$ vergrößert ist, wobei k mindestens 70% der Summe aus dem zu erwartenden Lagenversatz v der Leiterstrukturen und der halben Dicke d der zwischen den Leiterbahnstrukturen befindlichen dielektrischen Schicht beträgt.

13. Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 11,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Leiterbahnführung auf einer Elektrodenschicht in dieselbe Richtung verlaufende Abschnitte aufweist und
- 5 dass der Abstand dieser Abschnitte für eine gegenüberstehende Elektrodenschicht um $2k$ vergrößert ist, wobei k mindestens 50% der Summe aus dem zu erwartenden Lagenversatz v der Elektrodenschichten und der halben Dicke d der zwischen den Elektrodenschichten befindlichen dielektrischen Schicht beträgt.
- 10 14. Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass zwei Leiterbahnen durch eine diese verbindende Brücke (90) oder durch ein gemeinsames Leitungsstück (92) gekoppelt sind.
- 15 15. Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 14,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Brücke oder das Leitungsstück eine Verbindung zwischen zwei Elektrodenschichten ist.
- 20 16. Resonator in einem Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 15,
dadurch gekennzeichnet,
dass bei mindestens einer Anordnung gegenüberstehender Leiterbahnen (10, 12; 20, 22) ein Anfang (18, 26) einer Leiterbahn (10, 20) mit einem Ende (16, 24) der gegenüberstehenden Leiterbahn (12, 22) auf gleiches Potential gelegt oder über eine
- 25 Leitung verbunden ist.

17. Resonator in einem Hochfrequenzbauteil nach Anspruch 16,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Verbindungsleitung als nicht-überlappende Verlängerung von Leiterbahnen
der gegenüberliegenden Leiterstrukturen und/oder als mindestens eine Durchführung
5 durch mindestens eine Isolationsschicht ausgeführt ist.
18. Resonator in einem Hochfrequenzbauteil nach einem der Ansprüche 1 bis 17,
dadurch gekennzeichnet,
dass bei mindestens einer Anordnung gegenüberstehender Leiterbahnen (10, 12; 20,
10 22) ein Anfang (18, 26) einer Leiterbahn (10, 20) und ein Ende (16, 24) der
gegenüberstehenden Leiterbahn (12, 22) auf feste Potentiale, insbesondere Masse,
gelegt sind.
19. Resonator nach Anspruch 16 oder 17,
15 dadurch gekennzeichnet,
dass ein freies Ende (11, 13, 29, 30, 36, 37) einer der Leiterbahnen auf festes Potential,
insbesondere Masse, gelegt ist.
20. Resonator nach einem der Ansprüche 16 bis 19,
20 dadurch gekennzeichnet,
dass mindestens ein freies Ende (10, 11, 29–37) mit einer Leiterbahn verlängert
und/oder ein Kondensator nach Masse angeschlossen ist.
21. Resonator nach einem der Ansprüche 16 bis 20,
25 dadurch gekennzeichnet,
dass auf mindestens einer Seite der gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen eine
Massefläche (56) vorgesehen ist.

22. Resonator nach einem der Ansprüche 16 bis 21,
dadurch gekennzeichnet,
dass die gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen von magnetischen Materialien
umgeben sind.
- 5
23. Filter, mit mindestens einem Resonator nach einem der Ansprüche 16 bis 22,
wobei die Ein- und Auskopplung von Signalen und die Kopplung der Resonatoren
untereinander direkt durch eine an eine Leiterbahnstruktur angeschlossene Leiterbahn,
induktiv durch stückweise parallel verlaufende Leiterbahnen und/oder kapazitiv über
10 einen Kondensator erfolgt.
24. Filter, mit mindestens zwei Resonatoren nach einem der Ansprüche 16 bis 22,
wobei mindestens eine Kopplung zwischen zwei Resonatoren durch ein gemeinsames
Leiterbahnstück, das an Masse angeschlossen ist, hergestellt wird.
- 15
25. Symmetrierglied (Balun), mit mindestens einem Resonator nach einem der Ansprüche
16 bis 22,
wobei die Einkopplung von Signalen symmetrisch und die Auskopplung asymmetrisch
erfolgt.
- 20
26. Anpassungsnetzwerk, mit mindestens einem Resonator nach einem der Ansprüche 16
bis 22,
wobei die Impedanz der Ankopplungen durch ihre Positionierung an der jeweiligen
Leiterbahnstruktur festgelegt ist.
- 25
27. Netzwerk mit mindestens einem Resonator nach einem der Ansprüche 16 bis 22,
das die Funktion eines Filters, eines Symmetrierglieds und/oder eines Anpassungsnetz-
werks erfüllt.

28. Hochfrequenzmodul mit mindestens einer der in den Ansprüchen 1 bis 27 beanspruchten Komponenten.

29. Hochfrequenzmodul nach Anspruch 28,
5 das die Funktion eines Sende- und Empfangsmoduls erfüllt.

ZUSAMMENFASSUNG

Hochfrequenzbauteil

- 5 Ein Hochfrequenzbauteil mit einem aus mehreren dielektrischen Schichten und dazwischenliegenden, Leiterbahnstrukturen aufweisenden Elektrodenschichten aufgebauten Substrat, in dem zumindest ein kapazitives Element und zumindest ein induktives Element gebildet sind, wobei mindestens eine Anordnung gegenüberstehender Leiterbahnstrukturen vorgesehen ist, die gleichzeitig kapazitives und induktives Element realisieren, indem die
- 10 Gleichtaktimpedanz und die Gegentaktimpedanz zwischen den gegenüberstehenden Leiterbahnstrukturen mindestens um den Faktor Zwei unterschiedlich eingerichtet sind.

Fig. 1

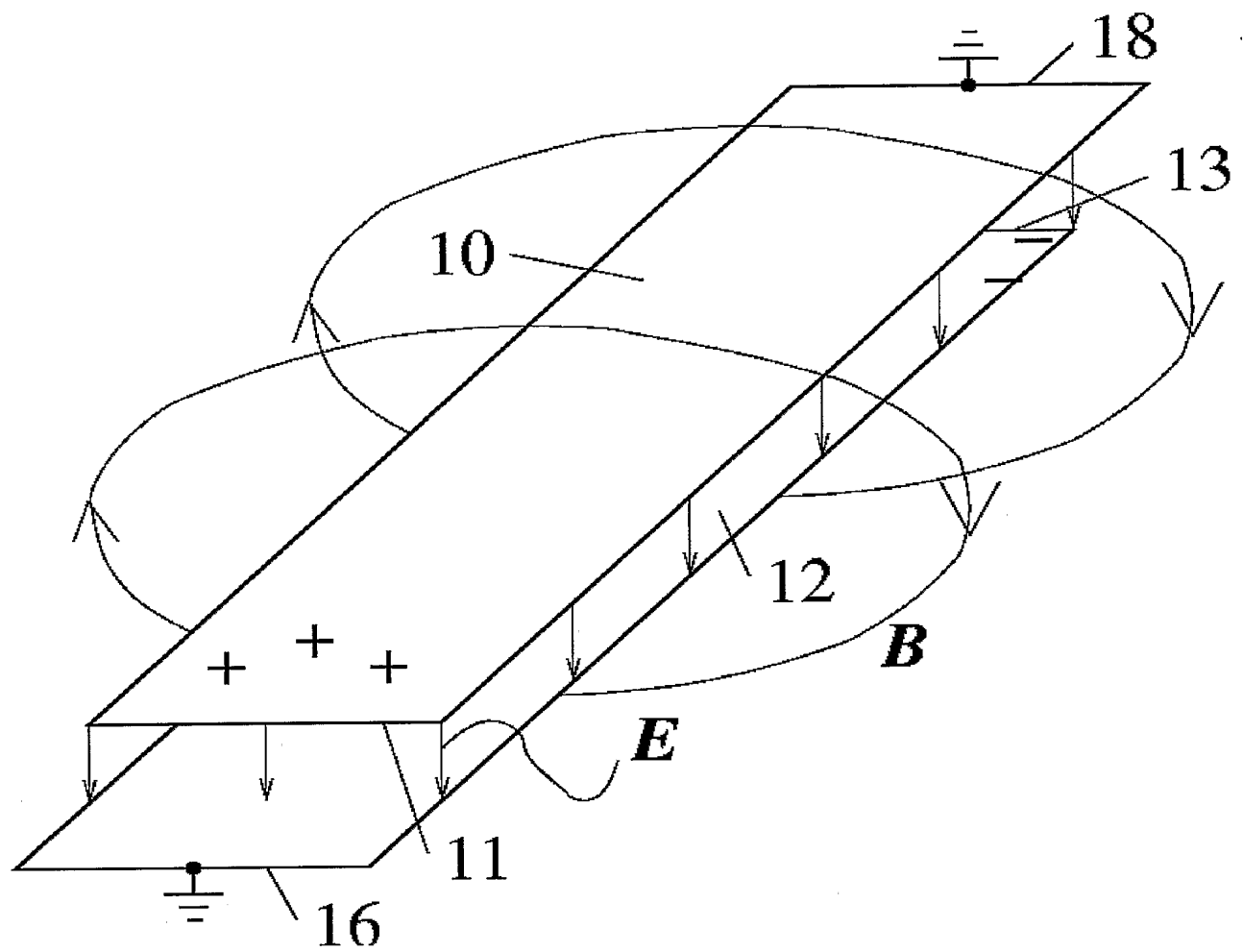


Fig. 1

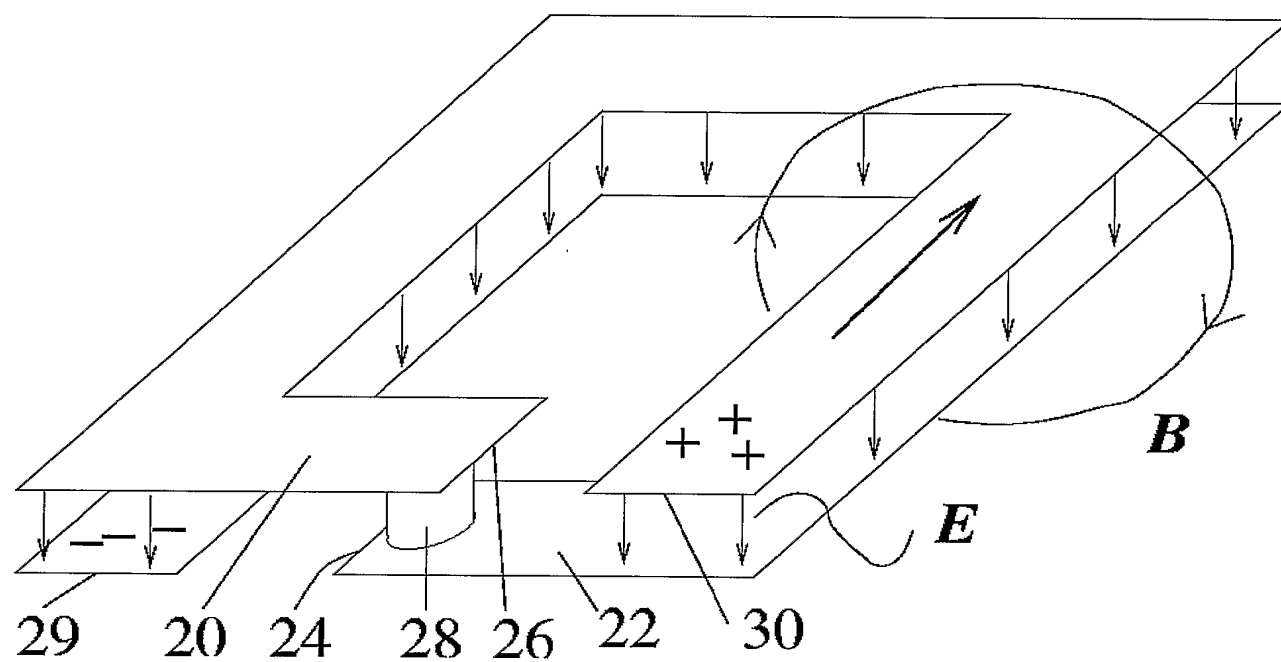


Fig. 2

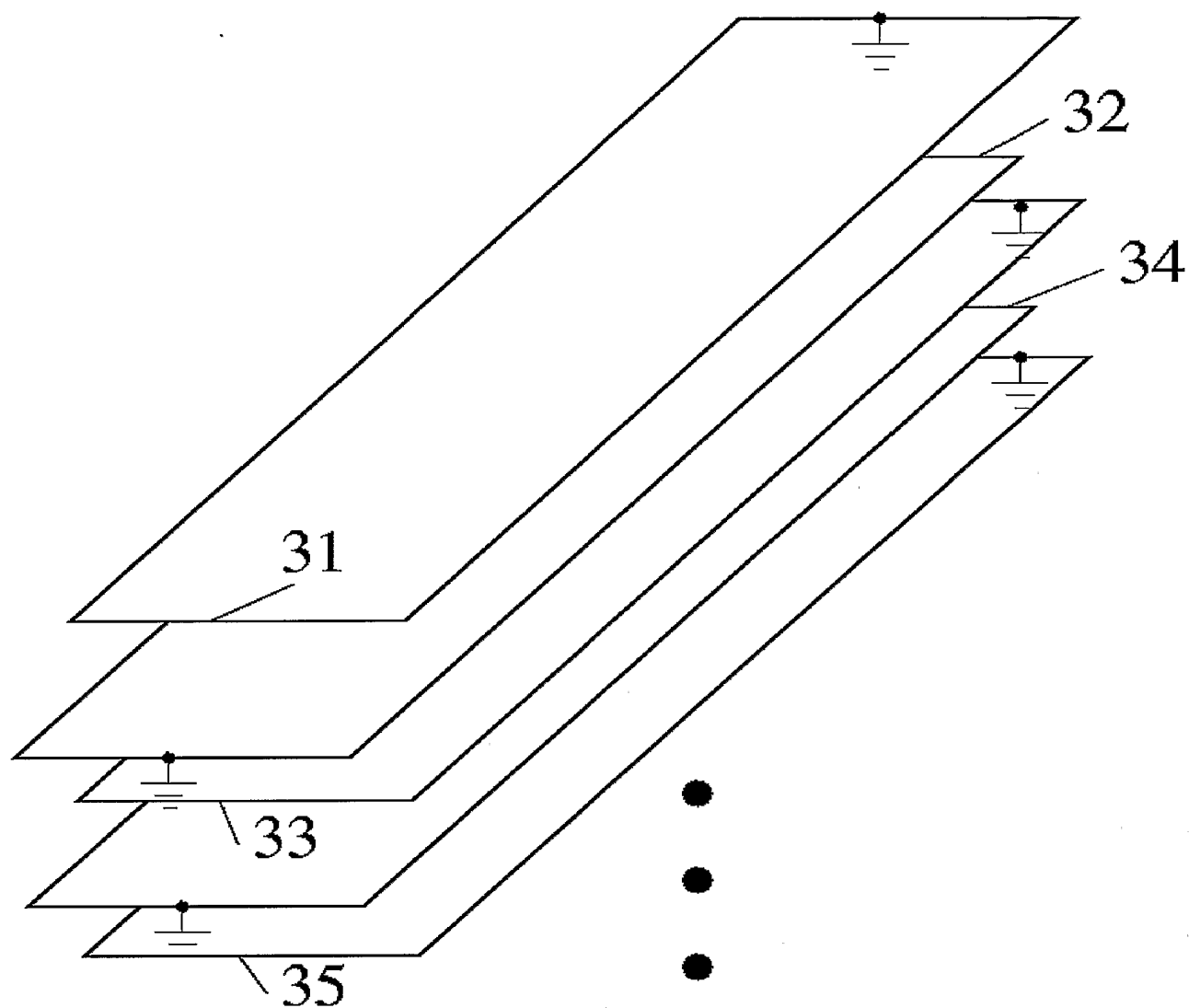


Fig. 3a

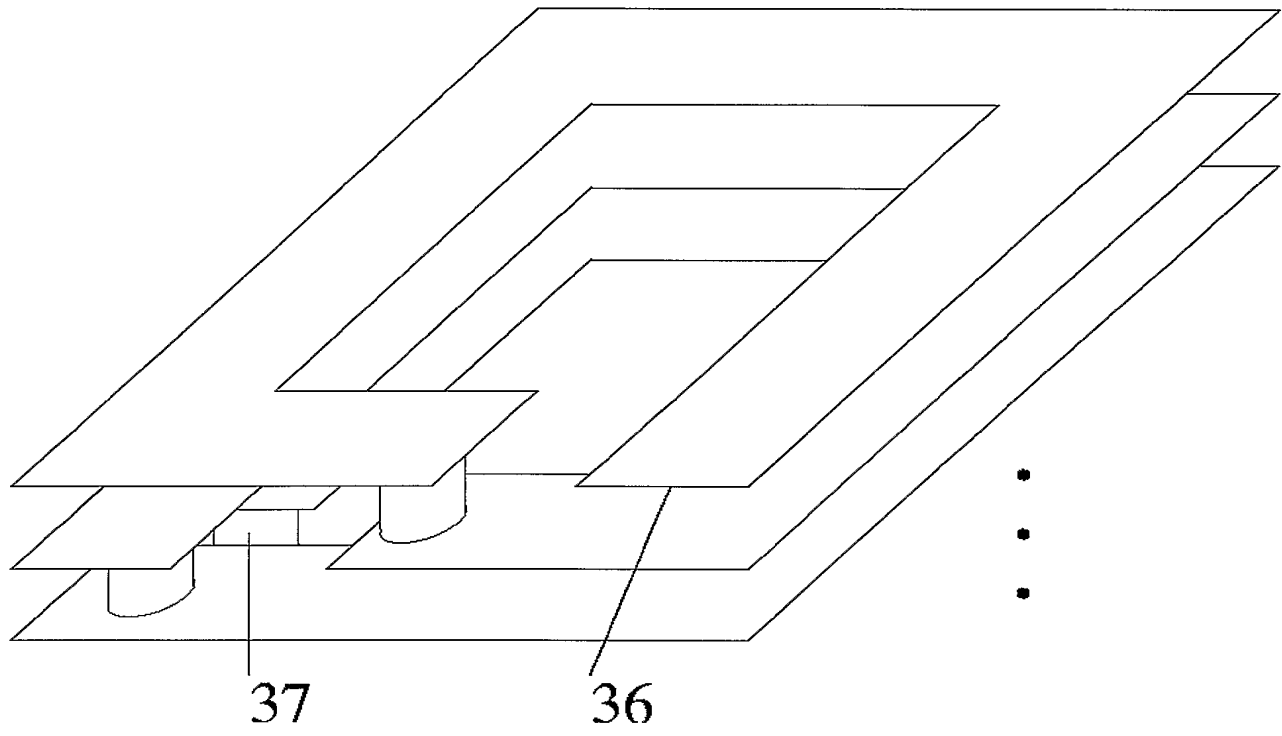


Fig. 3b

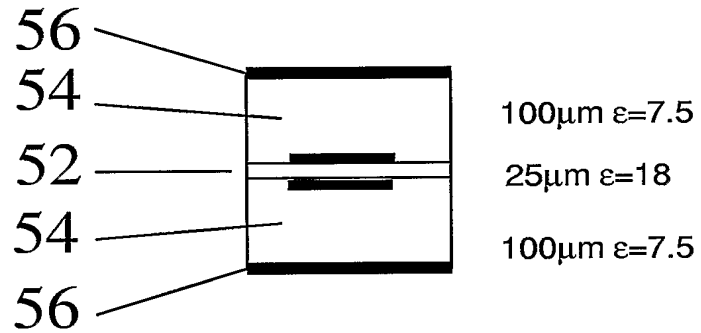
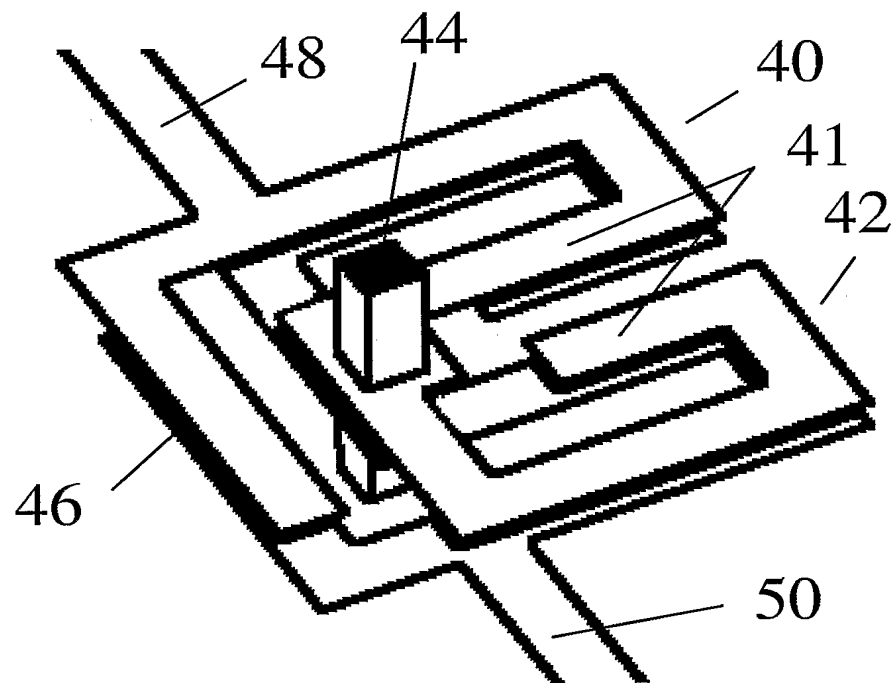


Fig. 4

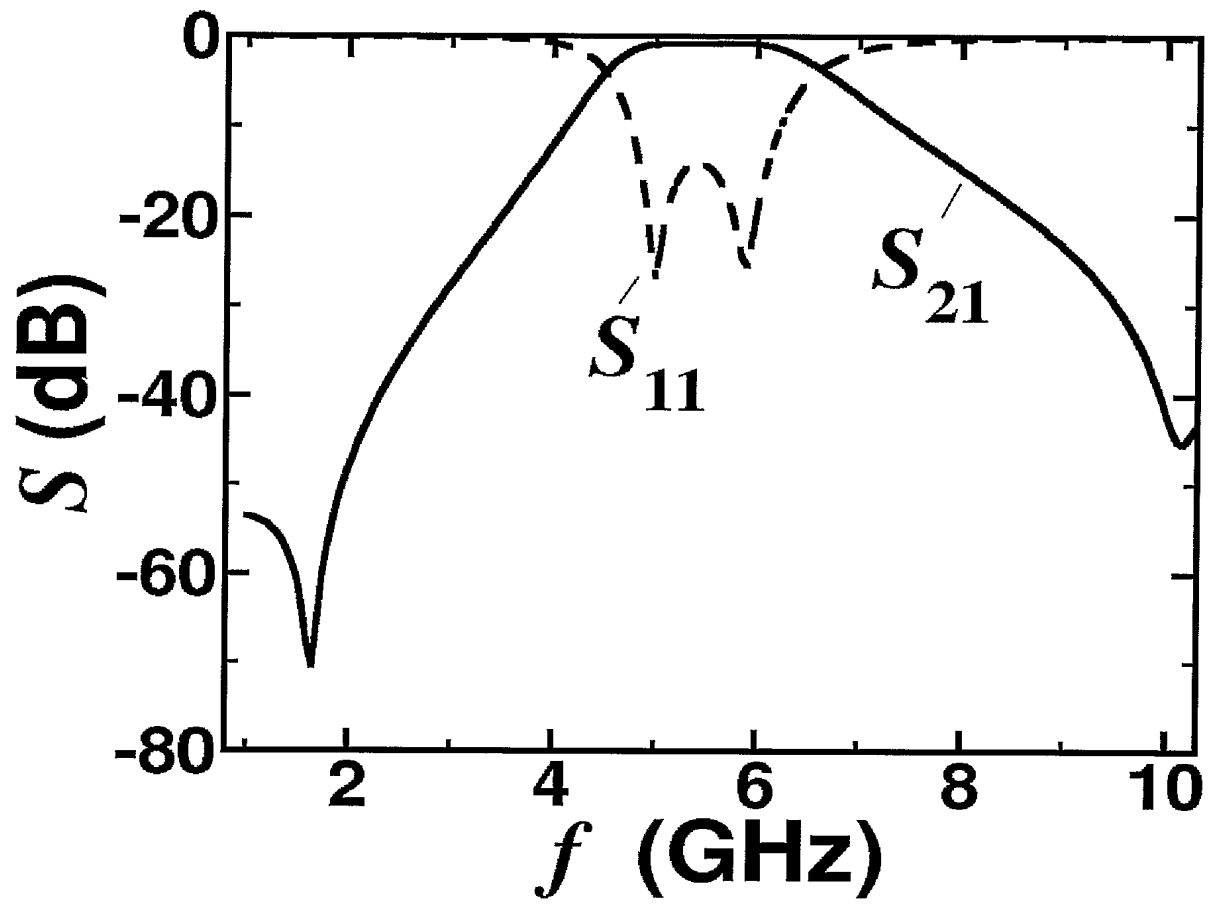


Fig. 5

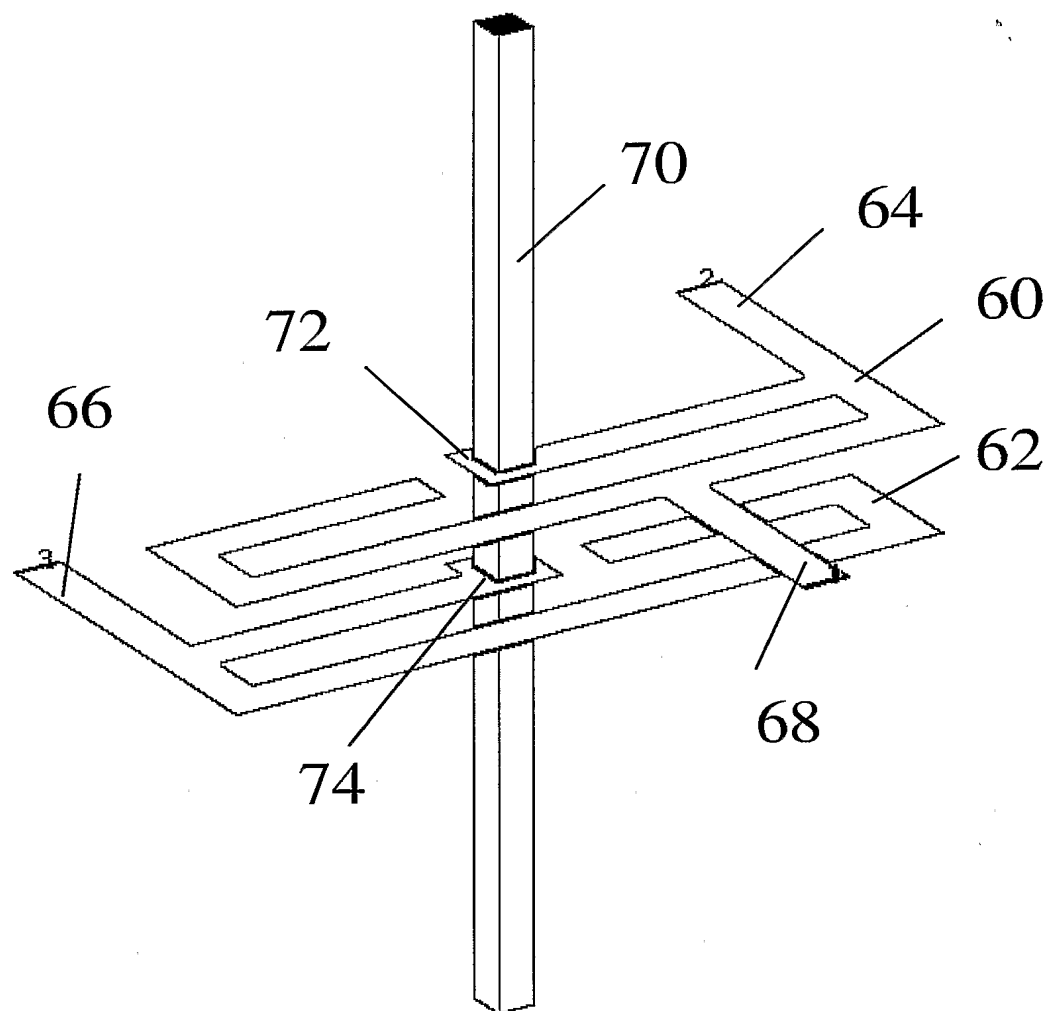


Fig. 6

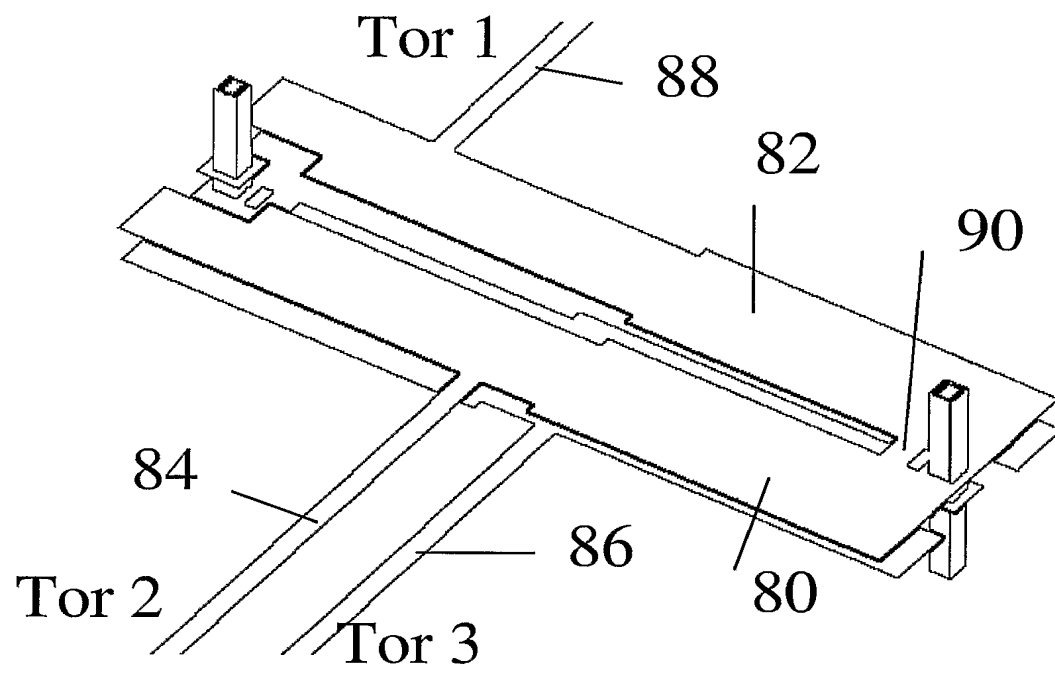


Fig. 7

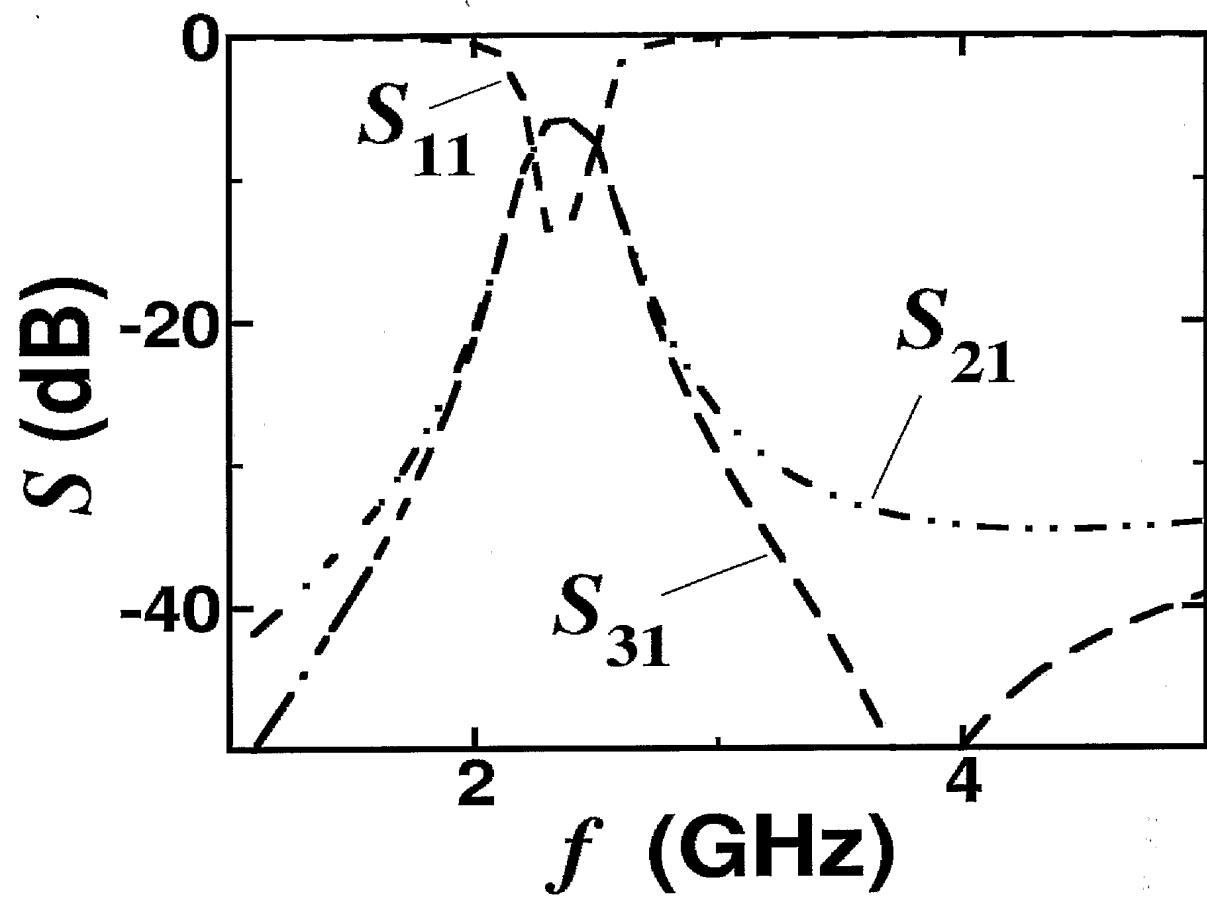


Fig. 8

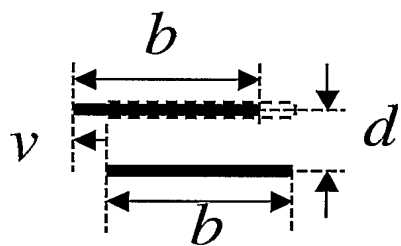


Fig. 9a

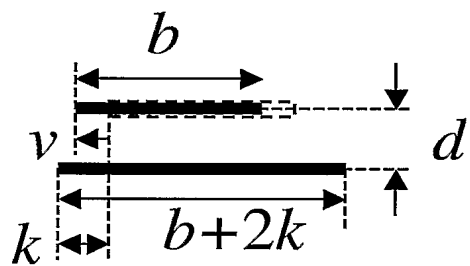


Fig. 9b

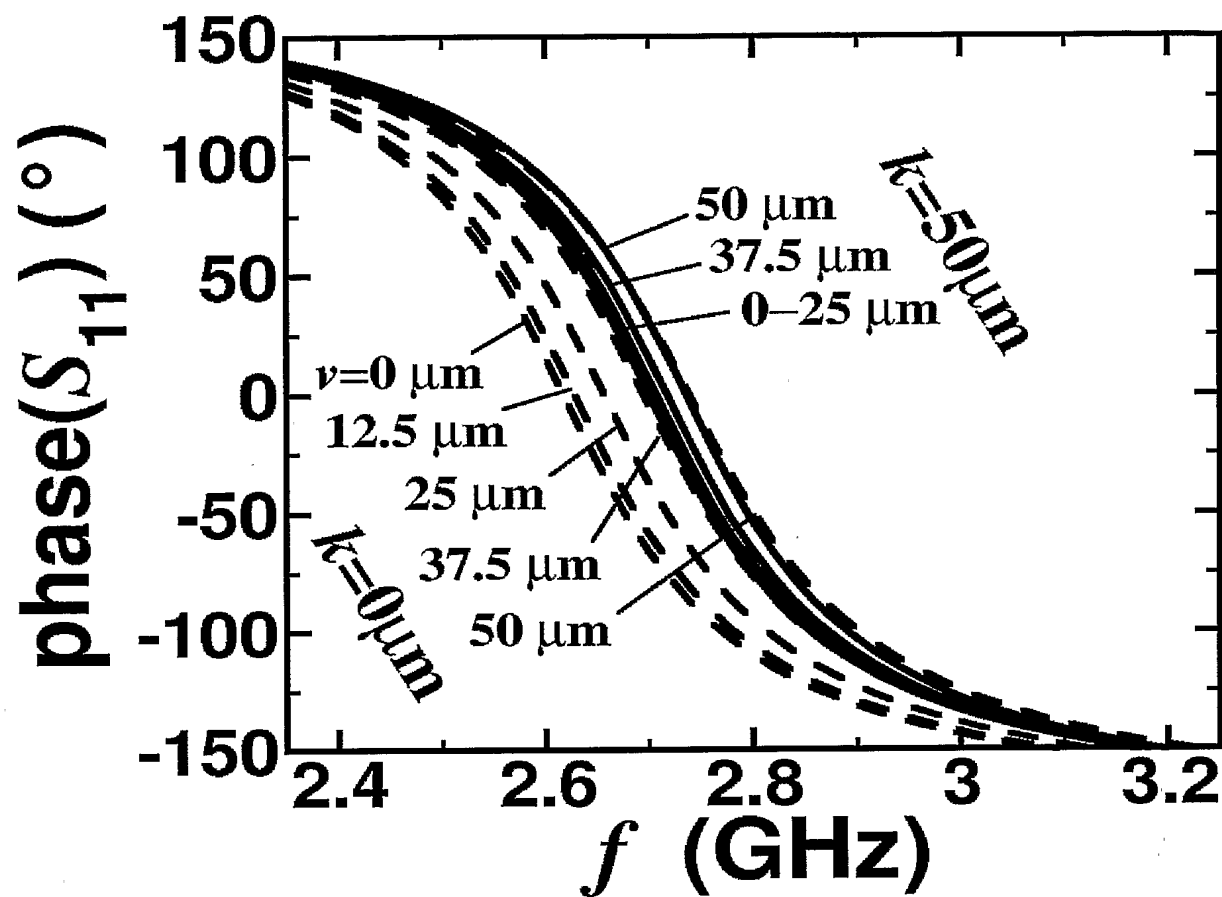


Fig. 10

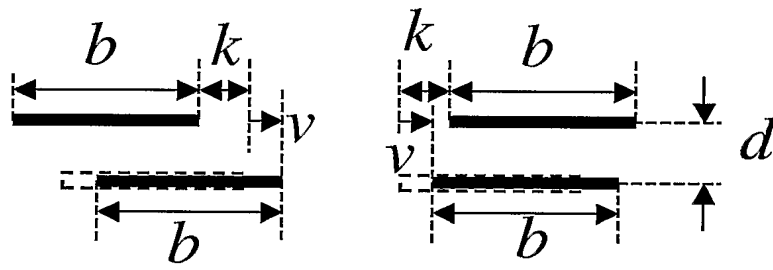


Fig. 11

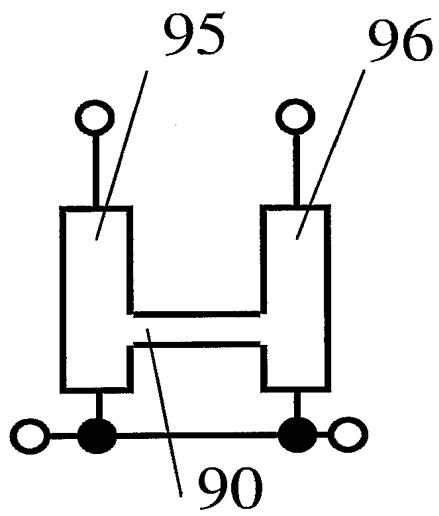


Fig. 12a

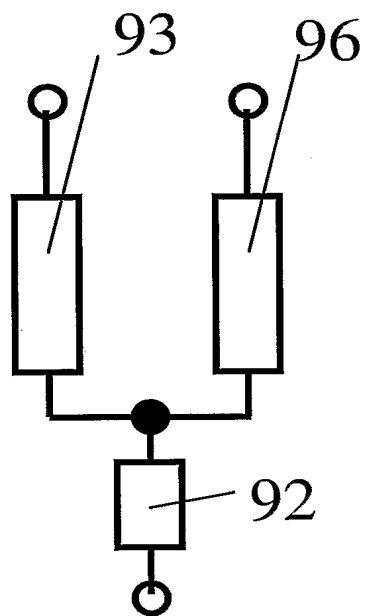


Fig. 12b

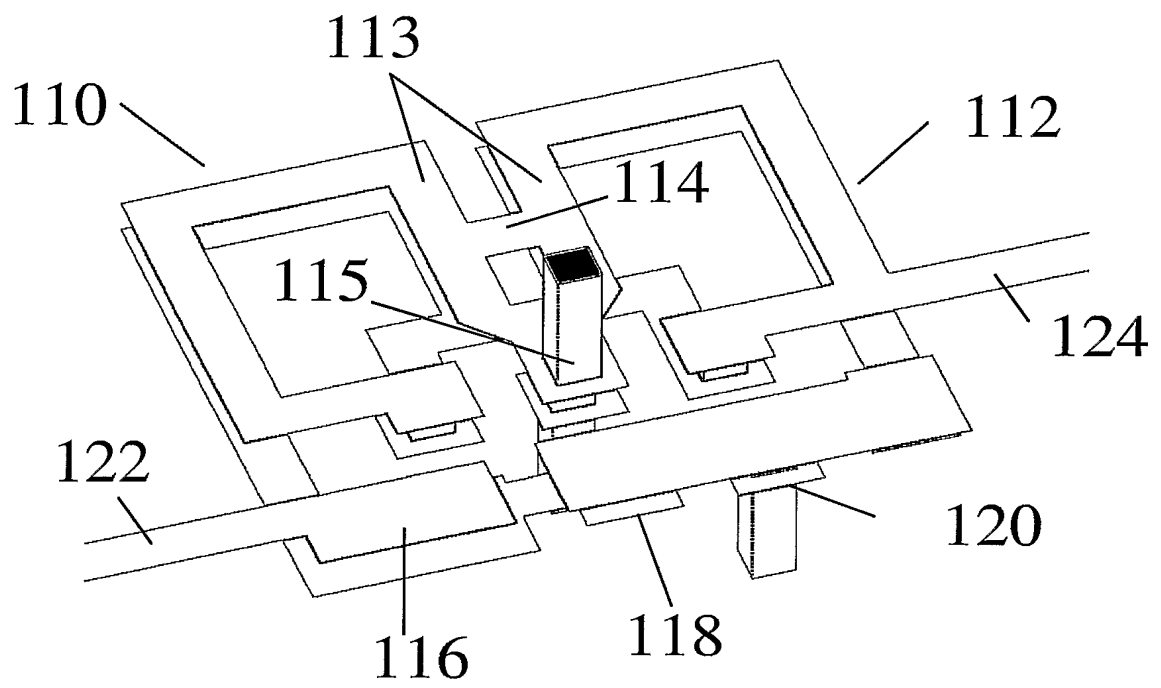


Fig. 13